

**Prioritätsbescheinigung über die Einreichung  
einer Patentanmeldung**

**Aktenzeichen:** 103 51 604.2

**Anmeldetag:** 05. November 2003

**Anmelder/Inhaber:** Rohde & Schwarz GmbH & Co KG,  
81671 München/DE

**Bezeichnung:** Frequenzsynthesizer nach dem direkten digitalen  
Synthese-Verfahren

**IPC:** G 06 F, H 03 B

**Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ur-  
sprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.**

München, den 16. September 2004  
**Deutsches Patent- und Markenamt**  
**Der Präsident**  
Im Auftrag

Ebert

**PRIORITY  
DOCUMENT**  
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN  
COMPLIANCE WITH RULE 17.1(a) OR (b)

## Frequenzsynthesizer nach dem direkten digitalen Synthese-Verfahren

Die Erfindung betrifft einen Frequenzsynthesizer nach dem direkten digitalen Synthese-Verfahren mit einer Unterdrückungsmöglichkeit von Nebenlinien im Frequenzspektrum des Ausgangsfrequenzsignals.

Heutige hochauflösende breitbandige Frequenzsynthesizer basieren im wesentlichen auf zwei verschiedenen Verfahren, dem Fraktional-N-Verfahren und dem direkten digitalen Synthese-Verfahren

Die Einstellung der Frequenz beim Fraktional-N-Verfahren erfolgt durch definierte Frequenzteilung der Referenzfrequenz in einem dem Phasenregelkreis vorgelagerten Vorwärtzweig oder der Ausgangsfrequenz des Phasenregelkreises im Rückkopplungszweig des Phasenregelkreises über jeweils einen programmierbaren Frequenzteiler. Der Frequenzteiler arbeitet digital über Sigma-Delta-Modulation eines als Referenzfrequenzwert dienenden Digitalwortes. Durch die Verwendung hoher Teilungsfaktoren im Frequenzteiler des Rückkopplungszweiges kann ein Phasenregelkreis mit hohen Frequenzen realisiert werden. Hohe Teilungsfaktoren bewirken aber eine deutliche Erhöhung des Phasenrauschens des Phasenregelkreises (Phasenrauschen des Phasenregelkreises =  $20 \cdot \log$  (Teilungsfaktor des Ausgangsfrequenz-Teilers)). Zudem erzeugt der Sigma-Delta-Modulator ein vom Träger weg ansteigendes Quantisierungsgeräusch, was durch die PLL unbedingt unterdrückt werden muß. Die Dämpfung des erhöhten Phasenrauschens bzw. des ansteigenden Quantisierungsrauschens mittels Tiefpaßcharakteristik des Phasenregelkreises wird mit einer schlechteren Führungsdynamik des Phasenregelkreises (höhere Einschwingzeit aufgrund reduzierter Bandbreite des Phasenregelkreises) erkauft. Maximal realisierbare Regelbandbreiten liegen nach dem aktuellen Stand der Technik bei einigen kHz. Zusätzlich weist das Fraktional-

N-Verfahren ein vergleichsweise schlechtes Einschwingverhalten auf, da der Algorithmus des Fraktional-N-Verfahrens sich integrierend dem Optimum nähert. Schließlich besitzt das Frequenzspektrum der Ausgangsfrequenz als weiteren Nachteil des Fraktional-N-Verfahrens Nebenlinien, die bei Teilung des Ausgangsfrequenzsignals durch den Fraktional-N-Frequenzteiler im Rückkopplungszweig des Phasenregelkreises mit einem Teilungsfaktor, der in der Nähe eines ganzzahligen Teilungsfaktors liegt, entstehen (so genannte "Fractional-N-Nebenlinien").

Ein Vorteil des Phasenregelkreises liegt in der Tatsache, daß er vergleichsweise kostengünstig realisiert werden kann und von daher vor allem bei Anwendungen im Niedrigpreis-Segment Verwendung findet. Das Verfahren der direkten digitalen Frequenzsynthese weist die oben genannten Nachteile nicht auf und wird deshalb vor allem bei schnell einschwingenden und phasenrauscharmen Frequenzsynthesizern eingesetzt.

Ein Frequenzsynthesizer nach dem Verfahren der direkten digitalen Synthese besteht gemäß der EP 0 469 233 A2 aus einem Phasenakkumulator, der im Takt einer Referenzfrequenz die Phase eines Phasensignals zyklisch um Phaseninkremente, die in einem Frequenzwort am Eingang des Phasenakkumulators eingestellt werden können, inkrementiert. Eine dem Phasenakkumulator nachfolgende Speichereinheit mit einer abgespeicherten Tabelle von Sinusfunktionswerten führt die zu den jeweiligen Phasenwerten des zyklischen Phasensignals gehörigen Sinusfunktionswerte im Takt der Referenzfrequenz als zeitdiskrete Funktionsfolge einem Digital-Analog-Wandler zu. Im Anschluß an die Digital-Analog-Wandlung erfolgt eine Glättung durch einen Anti-Aliasing-Tiefpaß zum gewünschten sinusförmigen Frequenzsignal.

Nachteilig an direkten digitalen Frequenzsynthesizern ist die Entstehung von sehr trägernahen Nebenlinien im

Frequenzspektrum. Erscheinen diese in der Nähe des Nutzsignals können diese Nebenlinien im Frequenzspektrum durch einen nachgeschalteten Phasenregelkreis mit optimierter Bandbreite nicht ausgeglegt werden. Folgende  
 5 Gründe für die Entstehung derartiger Nebenlinien im Frequenzspektrum der Ausgangsfrequenz können, auch in Anlehnung an den Fachartikel Zs. Papay, "Numerical Distortion in Single-Tone DDS", IEEE-Instrumentation and Measurement Technology Conference, Budapest, May 21-23,  
 10 2001 angegeben werden:

- Nebenlinien durch eingeschränkte Phasenauflösung des Phasensignals in der Sinustabelle der Speichereinheit: Aufgrund begrenzter Speicherkapazität der Speichereinheit werden bei der Adressierung der die Sinustabelle enthaltenden Speicherzellen nicht alle Bits des Phasensignals benutzt. Durch eine Beschränkung auf die höherwertigen Bits des Phasensignals wird die Anzahl der verwendeten Phasenstützwerte pro Sinusschwingung  
 15 entsprechend einer geringeren Auflösung der Phasenstützwerte deutlich reduziert. Dies führt zu einem sägezahnförmigen Phasenfehler zwischen den optimal mit einem beispielsweise 32 Bit breiten Phasensignaldatenwort realisierbaren Phasenstützwerten und den  
 20 tatsächlich verwendeten Phasenstützwerten. Diese Periodizität im Phasenfehler, die einer Phasenmodulation entspricht, führt zu diskreten Nebenlinien um die Trägerfrequenz im Frequenzspektrum der erzeugten Ausgangsfrequenz.
- Nebenlinien durch zu geringe Amplitudenauflösungen des Digital-/Analog-Wandlers:  
 Die Quantisierung der zeitdiskreten Sinusfunktionswerte für einen vorgegebenen Phasenwert verursacht einen Amplitudenfehler, der von der Auflösung der Quantisierung  
 35 (Anzahl der Bits für die Quantisierung des Amplitudenwertes) abhängig ist. Durch diese Quantisierung des Amplitudenwertes wird ein Amplitudenfehler von  $\Delta A = 1/(2^A \cdot \sqrt{12})$  verursacht, unter der Annahme, daß

Rundungsfehler gleichmäßig im Bereich  $\pm \frac{1}{2}$  LSB verteilt sind (  $A$  = Anzahl der Bits des D/A-Wandlers). Ist die Länge des Phasenakkumulators ein ganzzahliges Vielfaches des Frequenzwortes, so wiederholen sich die Phasenwerte periodisch und der zu jedem Phasen- und Amplitudenwert gehörige Quantisierungsfehler weist einen periodischen Verlauf auf, der zu höherwertigen Harmonischen (= Nebenlinien) im Frequenzspektrum führt. Bei fehlender Periodizität der Phasen- und damit der Amplitudenwerte bei nicht ganzzahligem Verhältnis zwischen Frequenzwort und Länge des Phasenakkumulators können an Stelle der höherwertigen Harmonischen, Störlinien im gesamten Frequenzspektrum entstehen.

- 15 • Nebenlinien aufgrund von Nichtlinearitäten in der Übertragungskennlinie des Digital-/Analog-Wandlers: Gemäß Fig. 1 weist die Übertragungskennlinie eines Digital-/Analog-Wandlers gegenüber einem ideal-linearen Verlauf im allgemeinen eine Nichtlinearität im Verlauf auf, die in Fig. 1 stark übertrieben dargestellt ist. Hierbei kann es sich um eine Nichtlinearität handeln, die sich über den gesamten Pegelbereich erstreckt (so genannte integrale Nichtlinearität) oder nur eine Abweichung von der theoretischen Wertedifferenz für den Übergang zwischen zwei Zuständen des Analog-/Digital-Wandlers (so genannte differenzielle Nichtlinearität). Diese Nichtlinearitäten sind auf Unsymmetrien im internen Aufbau des Digital-/Analog-Wandlers (z.B. Unsymmetrien bei Differenzverstärken, Stromquellen, Widerstandsketten usw.) zurückzuführen. Nichtlinearitäten im Übertragungsverhalten führen bei harmonischer Anregung zur Erzeugung von Oberwellen, die wiederum Nebenlinien im Frequenzspektrum der Ausgangsfrequenz darstellen. Da es sich um ein abgetastetes System handelt, kann es zu Aliasing kommen. Diese Aliasing-Effekte führen gemäß Fig. 2 dazu, daß harmonische Nebenlinien oberhalb der 1. Nyquist-Zone in entsprechende nichtharmonische Nebenlinien innerhalb der 1. Nyquist-Zone gefaltet werden können. Problema-

tisch ist, daß derartige nichtharmonische Nebenlinien in der 1. Nyquist-Zone sehr nahe an der Trägerfrequenz zu liegen kommen können. Während die harmonischen Nebenlinien mittels Tiefpaß-Filterung beseitigt werden können, ist dies bei den nichtharmonischen Nebenlinien nahe des Trägers kein gangbarer Weg.

- Nebenlinien aufgrund 'des nicht idealen dynamischen Verhaltens des Digital-/Analog-Wandlers:

Ab einer gewissen Abtastfrequenz treten verstärkt dynamische Effekte gegenüber den im vorigen Abschnitt beschriebenen statischen Effekten im Übertragungsverhalten des Digital-/Analog-Wandlers in den Vordergrund. Hierbei handelt es sich hauptsächlich um unterschiedliche Anstiegs- und Abfallzeiten sowie um unterschiedliches Überspringen bei mehrfach verzögerndem Übertragungsverhalten in der Phase des Abtastens und Haltens der zeitdiskreten sinusförmigen Stützwerte ("Glitches"). Diese dynamischen Störeffekte sind auf Unsymmetrien und Fehlanpassungen in der internen Struktur des Digital-/Analog-Wandlers (z. B. fehlangepaßte RC-Glieder, unterschiedliche Schaltzeiten sowie fehlende Synchronität einzelner Logikeinheiten usw.) zurückzuführen. Da diese dynamischen Störeffekte periodisch auftreten, entstehen im Frequenzspektrum ebenso unerwünschte Oberwellen (= Nebenlinien), die ab einer bestimmten Frequenz im Vergleich zu den Nebenlinien der zuvor genannten Gründe dominierend sind. Eine Minimierung dieser dynamischen Unregelmäßigkeiten durch ein zusätzliches Abtasten und Halten unter Ausnutzung des dadurch realisierten Glättungseffektes scheidet insbesondere bei höheren Abtastfrequenzen aus, da die Abtastperiode dann kleiner als die Einschwingzeit werden kann.

Das Entstehen von Nebenlinien aufgrund eingeschränkter Phasen- und Amplitudenauflösung ist heute weitestgehend beherrschbar. Während eine erhöhte Phasenauflösung beispielsweise über fortgeschrittene Interpolations-

tionsalgorithmen realisiert werden kann, ist eine erhöhte Amplitudenauflösung bei heutigen Digital-/Analog-Wandlern mit 14 Bit Datenwortbreite selbst im oberen Taktfrequenzbereich von 100 MHz und darüber kein wesentliches Problem mehr. Nebenlinien aufgrund von Nichtlinearitäten in der Übertragungskennlinie sowie aufgrund von dynamischen Asymmetrien des Digital-/Analog-Wandlers stellen aber bei heutigen direkten digitalen Frequenzsynthesizern ein noch ungelöstes Problem dar.

10

Der Erfindung liegt daher die Aufgabe zugrunde, den Frequenzsynthesizer nach dem direkten digitalen Syntheseverfahren mit den Merkmalen gemäß dem Oberbegriff von Anspruch 1 derart weiterzubilden, daß Nebenlinien im Frequenzspektrum gegenüber dem Signalpegel des Trägers über einen möglichst weiten Ausgangsfrequenzbereich weitest möglich gedämpft werden.

15

Die Aufgabe der Erfindung wird durch einen Frequenzsynthesizer nach dem direkten digitalen Syntheseverfahren mit den kennzeichnenden Merkmalen des Anspruchs 1 gelöst.

20

Die Nebenlinien im Frequenzgang des Frequenzsynthesizers stellen höherwertige harmonische Anteile im Ausgangsfrequenzsignal dar. Zur Beseitigung oder zumindest zur Dämpfung dieser Nebenlinien müssen folglich diese höherfrequenten Periodizitäten im Ausgangsfrequenzsignal aufgelöst werden. Die einfachste Möglichkeit, aus einem Signal mit periodischen Signalanteilen ein unperiodisches Signal zu generieren, ist die Überlagerung mit einem unperiodischen Signal. Ein unperiodisches Signal weist einen stochastischen Signalverlauf auf. Ein Rauschsignal ist ein Signal mit einer derartigen Signalverlaufscharakteristik. In dem erfindungsgemäßen Frequenzsynthesizer wird deshalb den zeitdiskreten Sinusfunktionwerten vor der Digital-Analog-Wandlung ein Rauschsignal überlagert, womit die Nebenlinien im Nutz-Frequenzband des Frequenzsignals gegenüber dem Signalpegel

25

30

35

des Trägers deutlich reduziert werden. Dieses Verfahren kann von dem erfindungsgemäßen Frequenzsynthesizer über einen sehr weiten Frequenzbereich realisiert werden.

- 5 Vorteilhafte Ausgestaltungen der Erfindung sind in den abhängigen Ansprüchen angegeben.

An das Frequenzspektrum des Rauschsignals werden mehrere Anforderungen gestellt. Einerseits ist ein möglichst hoher  
10 Signal-Rausch-Abstand im Frequenzbereich des Nutzsignalbandes, das sich theoretisch bis zur Nyquist-Grenze erstrecken kann, anzustreben. Der erfindungsgemäße Frequenzsynthesizer dämpft das Rauschen im Nutzsignalband - Frequenzbereich beispielsweise zwischen ca. 16 bis 28  
15 MHz bei einer Taktfrequenz von 100 MHz - vergleichsweise gleichmäßig. Zusätzlich ist dafür zu sorgen, daß der Gleichanteil sowie die tiefstfrequenten Bereiche des Frequenzspektrums des Rauschsignals weitestgehend verschwinden, da andernfalls bei der Digital-Analog-  
20 Wandlung durch Intermodulation der tiefstfrequenten Rauschanteile mit dem Träger Nebenlinien im Frequenzspektrum entstehen, die sehr nahe an der Trägerfrequenz liegen. Diese führen zu einer unnötigen zusätzlichen Verschlechterung des Signal-Rausch-Abstandes im  
25 Nutzband. Schließlich ist auf ein weitestgehend rauschfreies Frequenzspektrum im hoch- und höchstfrequenten Bereich zu achten. All diese Anforderungen an das Frequenzspektrum des Rauschsignals werden durch eine Bandpaßfilterung des weißen Rauschsignals im  
30 Niederfrequenzbereich unterhalb des Nutzsignalbandes mittels einer Serienschaltung zweier nicht-rekursiver Filter und eines Differenzierers verwirklicht.

Zur Erzeugung eines möglichst idealen weißen Rauschsignals  
35 wird ein Rauschgenerator aus zwei parallel geschalteten Pseudonoisegeneratoren mit einer kombinatorischen Logik zur Verknüpfung der beiden Pseudonoisegenerator-Rauschsignale verwendet. Auf diese Weise wird die



Periodizität eines Pseudonoisegenerator-Rauschsignals auf ein Vielfaches erhöht.

Ein dem direkten digitalen Frequenzsynthesizer nachfolgender Phasenregelkreis sorgt für eine Umsetzung der vom Frequenzsynthesizer erzeugten Referenzfrequenz - beispielsweise im Frequenzbereich zwischen 16 und 28 MHz - in den Hochfrequenzbereich von beispielsweise 900 MHz bis 1,8 GHz. Zusätzlich sorgt der Phasenregelkreis aufgrund seiner Tiefpaßcharakteristik für eine zusätzliche Dämpfung der Spektralanteile, die weiterab um das Frequenzsignal liegen und die vom Anti-Aliasing-Tiefpaßfilter im Anschluß an die Digital-Analog-Wandelung nicht vollständig beseitigt wurden.

15

Ein Ausführungsbeispiel der Erfindung ist in der Zeichnung dargestellt und wird nachfolgend näher beschrieben. Es zeigen:

20 Fig. 1 eine grafische Darstellung einer idealen und realen Übertragungskennlinie eines Digital-Analog-Wandlers;

25 Fig. 2 eine grafische Darstellung eines Frequenzspektrums eines abgetasteten Systems mit Aliasing-Effekten;

30 Fig. 3 ein Schaltbild eines direkten digitalen Frequenzsynthesizers nach dem Stand der Technik;

Fig. 4 ein Schaltbild eines erfindungsgemäßen direkten digitalen Frequenzsynthesizers;

35 Fig. 5 ein Schaltbild eines erfindungsgemäß verwendbaren Rauschgenerators;

Fig. 6 ein Detail-Schaltbild des Pseudonoise-Rauschgenerators in Fig. 5;

Fig. 7 eine grafische Darstellung des Frequenzspektrums eines erfindungsgemäß verwendbaren Rauschgenerators;

5 Fig. 8 eine grafische Darstellung eines Ausgangssignals eines direkten digitalen Frequenzsynthesizers nach dem Stand der Technik;

10 Fig. 9 eine grafische Darstellung eines Ausgangssignals eines erfindungsgemäßen direkten digitalen Frequenzsynthesizers;

15 Fig. 10 ein Schaltbild eines erfindungsgemäßen Frequenzsynthesizers bestehend aus einem direkten digitalen Frequenzsynthesizer mit nach geschalteten erfindungsgemäßen Phasenregelkreis;

20 Fig. 11 eine graphische Darstellung eines Ausgangssignals eines Frequenzsynthesizers, bestehend aus einem direkten digitalen Frequenzsynthesizers nach dem Stand der Technik und eines nachgeschalteten Phasenregelkreises und

25 Fig. 12 eine grafische Darstellung eines Ausgangssignals eines Frequenzsynthesizers, bestehend aus einem erfindungsgemäßen Frequenzsynthesizer und einem nachgeschalteten Phasenregelkreis.

30 Der erfindungsgemäße direkte digitale Frequenzsynthesizer wird in einer Ausführungsform nachfolgend ausgehend von einem direkten digitalen Frequenzsynthesizer nach dem Stand der Technik in Fig. 3 unter Bezugnahme auf Fig. 4, 5, 6 sowie 11 dargestellt.

35

Der direkte digitale Frequenzsynthesizer nach dem Stand der Technik in Fig. 3 besteht aus einem Phasenakkumulator 1, der an seinem ersten Eingang 2 von einem Referenztakt R getaktet wird. Im Referenztakt R inkrementiert der

Phasenakkumulator 1 seinen internen Zähler um ein Phaseninkrement, das im Frequenzwort M vorgegeben wird und ihm über seinen zweiten Eingang 3 zugeführt wird. Der Maximalstand des internen Zählers ist durch dessen Bitanzahl NB bestimmt und beträgt  $2^{NB-1}$ . Wird der Maximalstand  $2^{NB-1}$  des internen Zählers durch den Vorgang des Phaseninkrementierens erreicht, so beginnt der interne Zähler wieder von neuem zu inkrementieren und ein zyklischer Inkrementiervorgang mit dem vorgegebenen Phaseninkrement setzt sich fort. Somit wird durch den Phasenakkumulator 1 ein zeitdiskretes zyklisches Phasensignal P generiert, das eine Frequenz  $f_0$  gemäß der Beziehung (1) aufweist:

$$f_0 = M * R / 2^{NB} \quad (1)$$

Über die Verbindungsleitung 4 wird dieses zeitdiskrete zyklische Phasensignal P des Phasenakkumulators 1 an den ersten Eingang 5 einer Speichereinheit 6, deren Speicherzellen eine Tabelle mit Sinusfunktionswerten beinhalten, zugeführt. Das vollständige aktuelle Phasenwort oder ein Ausschnitt des aktuellen Phasenwortes des zeitdiskreten zyklischen Phasensignals P wird als Adresse für die Speicherzelle herangezogen, in der der zur Phase gehörige Sinusfunktionswert abgespeichert ist. Nach Adressierung der jeweiligen Speicherzelle der Speichereinheit 6 wird der zur aktuellen Phase korrespondierende Sinusfunktionswert taktsynchron zum am zweiten Eingang 7 anliegenden Referenztakt R ausgelesen und am Ausgang 8 ausgegeben. Am Ausgang 8 der Speichereinheit 6 liegt folglich über die Zeit betrachtet eine Folge von zeitdiskreten Sinusfunktionswerten an.

Über die Verbindungsleitung 9 wird diese Folge von zeitdiskreten Sinusfunktionswerten an den ersten Eingang 10 eines Digital-/Analog-Wandlers 11 geführt. Im Takt des Referenztakts R, der dem Digital-/Analog-Wandler 11 über dessen Eingang 12 zugeführt wird, wird die Folge von zeitdiskreten Sinusfunktionswerten in eine "treppen-

förmige" quasi-analoge sinusförmige Zeitfunktion im Innern des Digital-/Analog-Wandlers 11 gewandelt. Diese quasi-analoge sinusförmige Zeitfunktion wird am Ausgang 13 des Digital-/Analog-Wandlers 11 ausgegeben und über die Verbindungsleitung 14 dem Eingang 15 des Anti-Aliasing-Tiefpaßfilters 16 zugeführt.

Im Anti-Aliasing-Tiefpaßfilter 16 erfolgt eine Bandbegrenzung des vom Digital-/Analog-Wandler 11 erzeugten "treppenförmigen" Sinusfunktionssignals entsprechend dem Nyquistkriterium gemäß Beziehung (2):

$$f_A \geq 2 * f_G \quad (2)$$

Am Ausgang 17 des Anti-Aliasing-Tiefpaßfilters 16 entsteht ein geglättetes Sinusfunktionssignal, indem das "treppenförmige" Sinusfunktionssignal am Eingang 15 des Anti-Aliasing-Tiefpaßfilters 16 in seiner Bandbreite auf die Grenzfrequenz  $f_G$  begrenzt wird, die nach dem Nyquistkriterium kleiner als die halbe Abtastfrequenz  $f_A$  sein muß. Dieses geglättete Sinusfunktionssignal stellt das vom direkten digitalen Frequenzsynthesizer erzeugte Ausgangsfrequenzsignal  $F_{DDS}$  dar, dessen Frequenz sich aus Beziehung (1) ergibt.

Auf der Basis dieses direkten digitalen Frequenzsynthesizers von Fig. 3 nach dem Stand der Technik ist in Fig. 4 der erfindungsgemäße direkte digitale Frequenzsynthesizer dargestellt, wobei für gleiche Merkmale identische Bezugszeichen zu Fig. 3 verwendet werden.

Die von der Speichereinheit 6 an ihrem Ausgang 8 erzeugte Folge von zeitdiskreten Sinusfunktionswerten wird über eine Verbindungsleitung 9 einem Eingang 18 einer Addiereinheit 19 zugeführt. In der Addiereinheit 19 wird im Takt eines am Eingang 20 anliegenden Referenztaktes  $R$  der Folge von zeitdiskreten Sinusfunktionswerten ein am Eingang 21 anliegendes Rauschsignal überlagert. Die Folge von zeitdiskreten Sinusfunktionswerten, die von einem

Rauschsignal NS überlagert ist, wird am Ausgang 22 der Addiereinheit 19 ausgegeben und über die Verbindungsleitung 23 dem Eingang 10 des Digital-/Analog-Wandlers 11 zugeführt.

5

Das Rauschsignal N, das über eine Verbindungsleitung 24 dem Eingang 21 der Addiereinheit 19 zugeführt wird, wird von einem Rausch-Generator 25 erzeugt. An das Frequenzspektrum des Rauschsignals NS werden folgende Anforderungen gestellt:

10

- kein Gleichanteil im Rauschsignal NS, um einen unerwünschten Offset des aus zeitdiskreten Rauschsignal und zeitdiskreten Sinusfunktionswerten zusammengesetzten diskreten Frequenzsignals am Ausgang der Addiereinheit zu vermeiden,
- möglichst geringer Rauschpegel im Nutzsinalband im Hinblick auf einen guten Signal-Rausch-Abstand und
- möglichst geringer Rauschpegel im Niederstfrequenzbereich, um Intermodulationen zwischen niedrigstfrequenten Rauschsignalanteilen und der Trägerfrequenz im Hinblick auf unerwünschte Bildung von trägernahen Nebenlinien im Frequenzspektrum zu vermeiden.

15

20

25

30

35

Da es sich bei dem Rauschsignal NS um ein abgetastetes Signal handelt, erscheinen im Frequenzspektrum des Rauschsignals NS oberhalb der Nyquistgrenze ( $0,5 \cdot f_s$ ) periodische Wiederholungen des Frequenzspektrums in der 1. Nyquist-Zone. Da die Abtastfrequenz  $f_s$  des Rauschsignals mit 25 MHz in unserem Beispiel in den Bereich des Nutzsinalbandes (zwischen 16 und 28 MHz) fällt, sind insbesondere die Spektralanteile des Rauschsignals an den Rändern der 1. Nyquist-Zone (beispielsweise bei 1 MHz oder bei 24 MHz) zu dämpfen. Hierzu wird ein digitales Filter verwendet, das zusätzlich die Abtastfrequenz  $f_s$  des Rauschsignals mittels Interpolation um den Faktor 2, 4, 8 usw. erhöht (upsampling). Höherfrequente Spektralanteile im Rauschsignal aufgrund der Periodizitäten im Frequenzspektrum werden, um die Struktur des digitalen

Filters nicht zu komplex zu gestalten, durch das Anti-Aliasing-Tiefpaßfilter 16 im Anschluß an den Digital-/Analog-Wandler 11 gefiltert.

5 Im erfindungsgemäßen Rauschgenerator gem. Fig. 5 wird die Interpolation des zeitdiskreten Rauschsignals auf eine höhere Abtastfrequenz (upsampling) gleichzeitig mit der spektralen Ausbildung des Rauschsignals entsprechend den oben genannten drei Anforderungen in einer digitalen  
10 Filterstruktur realisiert. Da die Anforderungen an das Frequenzspektrum des Rauschsignals vergleichsweise komplex sind, wird diese Aufgabe im erfindungsgemäßen Rauschgenerator auf zwei digitale Filter verteilt. In jedem der beiden digitalen Filter erfolgt eine Interpolation des  
15 Rauschsignals auf eine jeweils doppelte Abtastfrequenz.

Um in der Addiereinheit 19 im Takt der Referenzfrequenz R den zeitdiskreten Sinusfunktionswerten ein Rauschsignal NS mit der gleichen Abtastfrequenz sinnvoll zuzuführen, ist  
20 auf Grund der Frequenzvervierfachung des Rauschsignals im Rauschgenerator 25 eine Taktung des Rauschgenerators 25 mit einer gegenüber der Referenzfrequenz R vierfach reduzierten Frequenz erforderlich. Diese vierfach gegenüber der Referenzfrequenz R reduzierte  
25 Taktungsfrequenz RR des Rauschgenerators 25 wird über einen Frequenzteiler 27 erzeugt, an dessen Eingang 28 das Referenzsignal R anliegt. Die gegenüber der Referenzfrequenz R vierfach reduzierte Taktungsfrequenz RR des Rauschgenerators 25 wird über die Verbindungsleitung 26  
30 dem Rauschgenerator 25 vom Frequenzteiler 27 zugeführt.

Der Rauschgenerator 25 besteht gemäß Fig. 5 aus einem Pseudonoise-Rauschgenerator 29. Hierbei handelt es sich im  
35 allgemeinen um ein rückgekoppeltes Schieberegister, das vom z. B. vierfach gegenüber dem Referenztakt R reduzierten Taktungssignal RR am Eingang 41 gespeist wird. Durch die Rückkopplung des Schieberegisters ergibt sich am Ausgang des Schieberegisters eine endliche Folge von diskreten Abtastwerten, deren Signalpegel quasi

stochastisch verteilt sind, aber eine Periodizität aufweisen.

Um diese Periodizität der diskreten Abtastwerte zu  
 5 verlängern, besteht der Pseudonoise-Rauschgenerator 29  
 gemäß Fig. 6 vorzugsweise aus einer Parallelschaltung  
 eines ersten Pseudonoise-Rauschgenerators 30 und eines  
 zweiten Pseudonoise-Rauschgenerators 31, die beide über  
 die Verbindungsleitung 26 am Eingang 41 von der vierfach  
 10 gegenüber der Referenzfrequenz  $R$  reduzierten Taktungs-  
 frequenz  $RR$  gespeist werden. Deren Ausgänge 32 und 33  
 werden über die Verbindungsleitung 34 und 35 mit der  
 kombinatorischen Logik-Einheit 36 verbunden. Die  
 kombinatorische Logik-Einheit 36 verknüpft die beiden  
 15 Rauschsignale des Pseudonoise-Rauschgenerators 30 und 31,  
 die beide einer Periodizität unterworfen sind,  
 entsprechend einer kombinatorischen Verknüpfungslogik. Auf  
 diese Weise entsteht am Ausgang 37 des Pseudonoise-  
 Rauschgenerators 29 ein Rauschsignal, dessen  
 20 Periodizitätsintervall gegenüber den Periodizitätsinter-  
 vallen des ersten und zweiten Pseudonoise-Rauschgenerators  
 30 und 31 deutlich länger ist.

Über die Verbindungsleitung 38 wird dieses Rauschsignal  
 25 dem Eingang 39 eines ersten nicht-rekursiven Filters 40  
 zugeführt. Im ersten nicht-rekursiven Filter 40 erfolgt  
 eine Frequenzerhöhung des um den Faktor vier gegenüber der  
 Referenzfrequenz  $R$  in seiner Frequenz reduzierten  
 Rauschsignals um einen Faktor zwei mittels Interpolation.  
 30 Neben einer Frequenzverdopplung des Rauschsignals mittels  
 Interpolation führt das erste nicht-rekursive Filter 40 in  
 Kombination mit dem zweiten nicht-rekursiven Filter 41  
 eine Filterung des Rauschsignals entsprechend den oben  
 genannten drei Anforderungen an das Frequenzspektrum des  
 35 Rauschsignals durch. Das Frequenzspektrum des ersten  
 nicht-rekursiven Filters (FIR1-Filter) 40 weist gemäß Fig.  
 7 einen bandsperr-ähnlichen Frequenzverlauf (gestrichelte  
 Linie) auf, der insbesondere im Bereich des Nutzsignal-  
 bandes - Frequenzbereichs beispielsweise zwischen 17 MHz

und 28 MHz - ein stark dämpfendes Übertragungsverhalten besitzt.

Am Ausgang 42 des ersten nicht-rekursiven Filters 40 liegt  
 5 aufgrund der Interpolation ein Rauschsignal mit der halben  
 Referenzfrequenz vor. Dieses wird über die  
 Verbindungsleitung 43 dem Eingang 44 eines Differenzierers  
 45 zugeführt. Im Differenzierer 45 erfolgt über eine  
 10 einfache (oder mehrfache) Differenzenbildung des  
 zeitdiskreten Rauschsignals eine Unterdrückung des  
 Gleichanteils sowie niedrigstfrequenter Frequenzanteile im  
 Rauschsignal. Der Frequenzgang des Differenzierers 45 ist  
 in Fig. 7 dargestellt (strich-punktierte Linie) und weist  
 nicht nur im niedrigsten Frequenzbereich, sondern auch im  
 15 Bereich des Nutzsinalbandes bei ca. 25 MHz deutlich  
 ausgeprägte Dämpfungsmaxima auf.

Das durch den Differenzierer 45 im wesentlichen  
 differenzierte Rauschsignal wird am Ausgang 46 des Dif-  
 20 ferenzierers 45 ausgegeben und über eine Verbindungs-  
 leitung 47 dem Eingang 48 des zweiten nicht-rekursiven  
 Filters 41 zugeführt. Im zweiten nicht-rekursiven Filter  
 41 erfolgt eine Anhebung der Abtastfrequenz des gegenüber  
 der Referenzfrequenz  $R$  in seiner Frequenz zweifach redu-  
 25 zierten Rauschsignals um den Faktor zwei mittels Inter-  
 polation, so daß am Ausgang 49 des zweiten nicht-  
 rekursiven Filters 41 ein Rauschsignal anliegt, dessen  
 Frequenz der Referenzfrequenz  $R$  entspricht. In Fig. 7 ist  
 der Frequenzgang des zweiten nicht-rekursiven Filters  
 30 (FIR-2-Filter) 41 dargestellt (durchgezogene Linie), wel-  
 cher im wesentlichen eine Tiefpaßcharakteristik hat.

Die Kombination der Frequenzgänge des ersten nicht-  
 rekursiven Filters 40, des Differenzierers 45 und des  
 35 zweiten nicht-rekursiven Filters 41 ergibt den  
 Gesamtfrequenzgang (durchgezogene Linie mit diskreten  
 Punkten) der dem Pseudoranschgenerator 29 nachfolgenden  
 digitalen Filterstruktur. Zu erkennen ist die klare  
 Dämpfungscharakteristik im Frequenzursprung sowie in



niedrigstfrequenten Bereich. Daneben im Frequenzbereich bis zum Nutzsignalband ist das Bandpaßverhalten der gesamten Filterstruktur zur Erzeugung eines niederfrequenten Rauschspektrums klar erkennbar. Im Bereich des Nutzsignalbandes erfolgt ein von allen drei digitalen Filtern 40, 41 und 45 gleichzeitig und vergleichsweise gleichmäßig über das gesamte Nutzsignalband realisiertes Dämpfungsverhalten zur Erzielung eines optimalen Signal-Rausch-Abstandes. Schließlich ist im hoch- bzw. höchstfrequenten Frequenzbereich oberhalb des Nutzsignalbandes ein ausreichendes Dämpfungsverhalten zur Beseitigung der Frequenzanteile des Rauschsignals ab der Nyquistgrenze erkennbar.

Im erfindungsgemäßen direkten digitalen Frequenzsynthesizer wird gemäß Fig. 4 das am Ausgang 17 des Anti-Aliasing-Tiefpaßfilters 16 anstehende geglättete Ausgangsfrequenzsignal über die Verbindungsleitung 50 dem Eingang 51 eines analogen Hochpaßfilters 52 zugeführt. In diesem analogen Hochpaßfilter 52 erfolgt die Trennung des verrauschten Ausgangsfrequenzsignals vom niederfrequenten Rauschsignal.

In Fig. 8 ist das Frequenzspektrum des Ausgangsfrequenzsignals des direkten digitalen Frequenzsynthesizer nach dem Stand der Technik, das am Ausgang 17 des Anti-Aliasing-Tiefpaßfilters 16 anliegt, ersichtlich. Zu erkennen ist der Nutzpegel 53 des Ausgangsfrequenzsignals  $F_{DDs}$  bei einer Frequenz von 19 MHz, die vom direkten digitalen Frequenzsynthesizer bei einer Referenzfrequenz  $R$  von 100 MHz erzeugt wird. In der grafischen Darstellung der Fig. 8 sind die durch Nichtlinearitäten der Übertragungskennlinie sowie durch nicht optimales dynamisches Verhalten des Digital-/Analog-Wandlers 11 bedingten Nebenlinien 54 bei den Frequenzen 38 MHz und 57 MHz deutlich sichtbar. Der Nebenlinienabstand beträgt jeweils -70 dBc und -78 dBc.

In Fig. 9 ist dagegen das Frequenzspektrum des Ausgangsfrequenzsignals  $F_{DDS}$  des erfindungsgemäßen diskreten digitalen Frequenzsynthesizers, das am Ausgang 17 des Anti-Aliasing-Tiefpaßfilters 16 anliegt, dargestellt. Im dargestellten Beispiel ist der aus zeitdiskreten Sinusfunktionswerten und zeitdiskretem Rauschsignal NS zusammengesetzte Signalpegel am Ausgang 22 der Addierereinheit 19 um einen einstellbaren Faktor zwei reduziert. Der Nutzpegel 53 des Ausgangsfrequenzsignals  $F_{DDS}$  des erfindungsgemäßen direkten digitalen Frequenzsynthesizers in Fig. 9 ist deshalb gegenüber dem Nutzpegel 53 des Ausgangsfrequenzsignals  $F_{DDS}$  des direkten digitalen Frequenzsynthesizer nach dem Stand der Technik in Fig. 8 um 6 dB abgesenkt. Dieser Umstand verschlechtert den Signal-Rausch-Abstand des Ausgangsfrequenzsignals  $F_{DDS}$  konsequenterweise auch um 6 dB. In Fig. 9 ist die deutliche Abschwächung der Nebenlinien zu erkennen (die Nebenlinie 54 des Ausgangsfrequenzsignals  $F_{DDS}$  des erfindungsgemäßen diskreten digitalen Frequenzsynthesizers bei der Frequenz 38 MHz weist einen Nebenlinienabstand von -78dBc auf, die Nebenlinien 54 bei der Frequenz 55 MHz weisen einen Nebenlinienabstand < -80 dBc auf).

In Fig. 9 ist auch der niederfrequente Rauschsignalanteil 55 im Frequenzbereich zwischen 0 MHz und ca. 15 MHz erkennbar, der nachfolgend durch das analoge Hochpaßfilter 52 unterdrückt wird. Restrauschanteile im Ausgangsfrequenzsignal  $F_{DDS}$  nach der Filterung durch das analoge Hochpaßfilter 52 werden durch einen nachfolgenden Phasenregelkreis 56 gemäß Fig. 10 gedämpft.

In der Gesamtdarstellung eines Frequenzsynthesizers gemäß Fig. 10 ist der erfindungsgemäße direkte digitale Frequenzsynthesizer und ein nachfolgender Phasenregelkreis 56 zu erkennen. Der direkte digitale Frequenzsynthesizer besteht gemäß Fig. 4 aus einer erfindungsgemäßen Einheit 57, die sich aus dem Phasenakkumulator 1, der Speichereinheit mit Sinustabelle 6, der Addiereinheit 19, dem Frequenzteiler 27 und dem Rauschgenerator 25

zusammensetzt, einem nachfolgenden Digital-/Analog-Wandler 11, einem Anti-Aliasing-Tiefpaßfilter 16 und einem in Fig. 10 nicht dargestellten analogen Hochpaßfilter 52.

5 Der Phasenregelkreis 56 hat die Aufgabe, das Ausgangsfrequenzsignal  $F_{DDS}$  des erfindungsgemäßen direkten digitalen Frequenzsynthesizers am Ausgang 57 des analogen Hochpaßfilters 52 - im Bereich beispielsweise zwischen ca. 17 MHz und 28 MHz - auf ein Hochfrequenzsignal - im  
10 Bereich beispielsweise zwischen 900 MHz und 1,8 GHz - zu transformieren. Hierzu wird das Ausgangsfrequenzsignal  $F_{DDS}$  über die Verbindungsleitung 58 als Referenzsignal dem ersten Eingang 59 eines Phasendetektors 60 zugeführt. An den zweiten Eingang 62 des Phasendetektors 60 wird das  
15 rückgekoppelte und evtl. frequenzgeteilte Ausgangsfrequenzsignal  $F_{PLL}$  des Phasenregelkreises 56 zurückgeführt.

Im Phasendetektor 60 erfolgt die Bildung der Regeldifferenz aus dem als Referenzsignal dienenden Ausgangsfrequenzsignal  $F_{DDS}$  des direkten digitalen Frequenzsynthesizers und dem rückgekoppelten und frequenzgeteilten Ausgangsfrequenzsignal  $F_{PLL}$  des Phasenregelkreises 56. Diese Regeldifferenz am Ausgang 63 des Phasendetektors 60 wird über die Verbindungsleitung 64 dem Eingang 65 des  
20 Regelfilters 66 zugeführt. Im Regelfilter 66 erfolgt eine dynamische Bewertung der Regeldifferenz zur Erzielung eines optimalen dynamischen und stationären Regelverhaltens des Phasenregelkreises 56 (geringstmögliche Einschwingzeit, minimiertes Überschwingen, minimale stationäre Regelabweichung usw.). Auf diese Weise wird das  
25 Ausgangsfrequenzsignal  $F_{PLL}$  des Phasenregelkreises 56 optimal dem als Referenzgröße dienenden Ausgangsfrequenzsignal  $F_{DDS}$  des direkten digitalen Frequenzsynthesizers zur Frequenzdifferenzbildung rückgeführt.

35

Über die Verbindungsleitung 67 wird die am Ausgang 68 des Regelfilters 66 anliegende Ausgangsregelgröße dem Eingang 69 des spannungsgesteuerten Frequenzoszillators 70 zugeführt. Der spannungsgesteuerte Frequenzoszillator 70

erzeugt auf Basis der Ausgangsregelgröße das korrespondierende hochfrequente Ausgangsfrequenzsignal  $F_{PLL}$  am Ausgang 71.

5 Das am Ausgang 71 des spannungsgesteuerten Frequenz-  
oszillators 70 anliegende Ausgangsfrequenzsignal  $F_{PLL}$  wird  
dem ersten Eingang 73 des Mixers 74 über die Verbin-  
dungsleitung 72 zugeführt. Am zweiten Eingang 75 des  
10 Mixers 74 liegt ein spektral sehr reines Misch-  
frequenzsignal  $F_M$  an, das in der gleichen Größenordnung  
wie das Ausgangsfrequenzsignal  $F_{PLL}$  ist und nur in einem  
groben Frequenzraster eingestellt werden kann. Der Mixer  
74 generiert an seinem Ausgang 76 ein Frequenzsignal, das  
15 der Differenz zwischen dem Ausgangsfrequenzsignal  $F_{PLL}$  des  
Phasenregelkreises 56 und dem am Trägersignaleingang 75  
anliegenden grob-rasterigen Mischfrequenzsignal  $F_M$   
entspricht. Auf diese Weise wird eine Frequenzreduzierung  
des Ausgangsfrequenzsignals  $F_{PLL}$  des Phasenregelkreises 56  
20 in Analogie zu einem Phasenregelkreis mit Frequenzteiler  
mit Rückkopplungszweig ohne die dabei nötige Frequenz-  
division des Ausgangsfrequenzsignals um den Faktor  $N$ , die  
wie oben dargestellt zu einer deutlichen Erhöhung des  
Phasenrauschens am Ausgang des Phasenregelkreises führt,  
vorgenommen.

25 Das vom Mixer 74 an seinem Ausgang 76 ebenfalls erzeugte  
weitere Frequenzsignal, das der Summe zwischen dem  
Ausgangsfrequenzsignal  $F_{PLL}$  des Phasenregelkreises 56 und  
dem am zweiten Eingang 75 anliegenden grob-rasterigen  
30 Mischfrequenzsignal  $F_M$  entspricht, wird von einem dem  
Mixer 74 nachfolgenden Tiefpaßfilter 77 unterdrückt.

Das grobrasterige, spektral sehr reine Mischfrequenzsignal  
 $F_M$  am zweiten Eingang 75 des Mixers 74 wird entweder  
35 über einen Frequenzvervielfacher aus einer spektral sehr  
reinen Festfrequenz oder mit Hilfe eines zweiten  
Phasenregelkreises erzeugt.

Das über den Mischer 74 umgesetzte Ausgangsfrequenzsignal  $F_{PLL}$  des Phasenregelkreises 56 wird nach einer Tiefpaßfilterung mittels Tiefpaßfilter 77 über die Verbindungsleitungen 80 und 81 und einen Schalter 79 in der die Verbindungsleitung 80 und 81 miteinander verbindenden Schalterstellung einem Frequenzteiler 78 zugeführt. Dieser Frequenzteiler 78, der optional eingesetzt werden kann, führt nur noch eine Frequenzteilung des bereits durch den Mischer 74 umgesetzten Ausgangsfrequenzsignals  $F_{PLL}$  im kleinen Umfang durch. Mit dem Einsatz des Frequenzteilers 78 kann die Umsetzung des Ausgangsfrequenzsignals  $F_{PLL}$  des Phasenregelkreises entsprechend dem Teilungsfaktor des Frequenzteilers 78 gröber ausgelegt werden.

Über die Verbindungsleitungen 82 und 83 und den Schalter 79 in der die Verbindungsleitungen 82 und 83 miteinander verbindenden Schalterstellung wird das frequenzgeteilte Ausgangssignal des Frequenzteilers 78 an den zweiten Eingang 62 des Phasendetektors 60 geführt. Wird der Schalter 79 dagegen in der anderen Schalterstellung gehalten, so wird das frequenzreduzierte Ausgangssignal des Mixers 74 nach einer Tiefpaßfilterung mittels Tiefpaßfilter 77 ohne Frequenzteilung durch den Frequenzteiler 78 über die Verbindungsleitung 80, die Direktverbindung 84 und die Verbindungsleitung 83 dem zweiten Eingang 62 des Phasendetektor 60 zugeführt.

In Fig. 11 ist das Ausgangsfrequenzsignal  $F_{PLL}$  des Phasenregelkreises 56 mit vorgeschaltetem direkten digitalen Frequenzsynthesizer nach dem Stand der Technik ohne Überlagerung der diskreten Sinusfunktionswerte mit einem diskreten Rauschsignal NS dargestellt. Das Ausgangsfrequenzsignal  $F_{DDS}$  des direkten digitalen Frequenzsynthesizers wird bei einer Taktung des direkten digitalen Frequenzsynthesizers mit einer Referenzfrequenz von im dargestellten Beispiel 100 MHz auf eine Frequenz von 16,666 MHz eingestellt. Bei einer Einspeisung eines Mischfrequenzsignals  $F_M$  von 934 MHz am Trägersignaleingang

75 des Modulators 74 und einer Frequenzteilung am Frequenzteiler 78 um den Faktor 4 ergibt sich ein Ausgangsfrequenzsignal  $F_{PLL}$  des Phasenregelkreises 56 von 1,000664 GHz ( $934 \text{ MHz} + 4 * 16,666 \text{ MHz} = 1,000664 \text{ GHz}$ ).

5

Deutlich ist der Nutzpegel 85 dieses Ausgangsfrequenzsignal  $F_{PLL}$  des Phasenregelkreises 56 bei der Frequenz 1,000664 GHz im Frequenzspektrum in Fig. 11 zu erkennen. Auch die Nebenlinien 86, die trägernah am Nutzpegel 85 bei den Frequenzen  $1,000664 \text{ GHz} + k * 4 \text{ kHz}$  ( $k = 1, 2, 3, 4, 5$  usw.) aufgrund vorhandener Nichtlinearitäten in der Übertragungskennlinie sowie nicht-idealer dynamischer Verhältnisse im Digital-/Analog-Wandler 11 auftreten, sind klar in Fig. 11 zu identifizieren. Die entsprechenden Nebenlinienabstände betragen jeweils -75dBc, -82dBc, -83dBc, -95dBc, -90dBc, -93dBc, -89dBc und -87dBc.

Die Nebenlinien 86 im Frequenzspektrum des Ausgangsfrequenzsignals  $F_{PLL}$  des Phasenregelkreises 56 liegen sehr trägernah an der Frequenz des Nutzsinalpegels ( $|f| < 1,000664 \text{ GHz} + 50 \text{ kHz}$ ). Nach der Regeldifferenzbildung im Phasendetektor 60 liegen die Frequenzen der Nebenlinien am Eingang 65 des Regelfilters 66 in einem Frequenzbereich kleiner 50 kHz und werden von der Regeldynamik des Regelfilters 65, die die Regeldynamik des offenen Phasenregelkreises 56 - Amplituden- bzw. Phasendurchgangsfrequenz des offenen Phasenregelkreises 56 liegt in Größenordnungen von 500 kHz - im wesentlichen bestimmt, nicht unterdrückt.

In Fig. 12 ist dagegen das Ausgangsfrequenzsignal  $F_{PLL}$  des Phasenregelkreises 56 mit vorgeschaltetem erfindungsgemäßen direkten digitalen Frequenzsynthesizer dargestellt. Zu erkennen ist der Nutzsignalpegel 85 bei einer Frequenz von 1,000664 GHz. Die Nebenlinien werden vergleichsweise gut unterdrückt. Die Nebenlinie 86 bei der Frequenz  $1,000664 \text{ GHz} + 8 \text{ kHz}$  ist im Spektrum noch leicht zu erkennen. Ihr Nebenlinienabstand beträgt -93 dBc.

Aufgrund der Frequenzteilung mit Faktor vier im Phasenregelkreis 56 ergibt sich für diese Nebenlinie ein Nebenlinienabstand von  $-105\text{dBc}$  bei Bezug zum Ausgangsfrequenzsignal  $F_{\text{DDS}}$  des erfindungsgemäßen direkten digitalen Frequenzsynthesizers. Die restlichen Nebenlinien weisen alle einen Nebenlinienabstand  $> -100\text{ dBc}$  auf, was mit anderen direkten digitalen Frequenzsynthesizern mit nachgeschalteten Phasenregelkreis bisher noch nicht realisiert wurde.

10

Die Erfindung ist nicht auf die dargestellten Ausführungsbeispiele beschränkt. Alle Merkmale der Ausführungsbeispiele sind beliebig miteinander kombinierbar.

## Ansprüche

1. Frequenzsynthesizer nach dem direkten digitalen Synthese-Verfahren, mit  
5 einem Phasenakkumulator (1) zum zyklischen Inkrementieren eines Phasensignals (P) um ein am Eingang (3) des Phasenakkumulators (1) anliegendes Phaseninkrement (M),  
einer Speichereinheit (6) mit einer in deren Speicherzellen abgespeicherten Tabelle von Sinusfunktionswerten zur Ermittlung von zu Phasenwerten des  
10 Phasensignals (P) korrespondierenden Sinusfunktionswerten, einem Digital-/Analogwandler (11) zur Wandlung der zeitdiskreten Sinusfunktionswerte in eine quasi analoge, sinusförmige Zeitfunktion und  
15 einem Anti-Aliasing-Tiefpaßfilter (16) zur Glättung der quasi analogen sinusförmigen Zeitfunktion, dadurch gekennzeichnet,  
daß in einer Addiereinheit (19), die zwischen der Speichereinheit (6) und dem Digital-/Analog-Wandler (11)  
20 zwischengeschaltet ist, den zeitdiskreten Sinusfunktionswerten ein nicht-periodisches Signal (NS) überlagert wird.
2. Frequenzsynthesizer nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet,  
25 daß das nicht-periodische Signal (NS) ein Rauschsignal ist.
3. Frequenzsynthesizer nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet,  
30 daß das nicht-periodische Signal (NS) ein im Niederfrequenzbereich bandpaßgefiltertes Rauschsignal ist.
4. Frequenzsynthesizer nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet,  
35 daß der Phasenakkumulator (1), die Speichereinheit (6), die Addiereinheit (19) und der Digital-/Analogwandler (11) von einer gemeinsamen Referenzfrequenz (R) synchron getaktet sind.



5. Frequenzsynthesizer nach Anspruch 4,  
dadurch gekennzeichnet,  
daß das im Niederfrequenzbereich bandpaßgefilterte Rausch-  
signal von einem Rauschgenerator (25) erzeugt wird, der  
von einem frequenzgeteilten Referenztakt (RR) angesteuert  
wird, der aus dem gemeinsamen Referenztakt (R) unter  
Zwischenschaltung eines Frequenzteilers (27) gewonnen  
wird.
6. Frequenzsynthesizer nach Anspruch 5,  
dadurch gekennzeichnet,  
daß der frequenzgeteilte Referenztakt (RR) eine gegenüber  
dem gemeinsamen Referenztakt (R) mehrfach reduzierte  
Frequenz aufweist.
7. Frequenzsynthesizer nach Anspruch 6,  
dadurch gekennzeichnet,  
daß der Rauschgenerator (25)  
einen Pseudonoise-Rauschgenerator (29) zur Erzeugung eines  
Rauschsignals mit einer gegenüber dem gemeinsamen  
Referenztakt (R) mehrfach reduzierten Taktfrequenz,  
ein erstes nicht-rekursives Filter (40) zur Interpolation  
des vom Pseudonoise-Rauschgenerator (29) erzeugten  
Rauschsignals auf ein Rauschsignal mit einer gegenüber dem  
gemeinsamen Referenzsignal (R) mehrfach reduzierten  
Taktfrequenz,  
einen Differenzierer (45) zur Filterung eines  
Gleichanteils und niederfrequenter Anteile aus dem vom  
ersten nicht-rekursiven Filter (40) erzeugten Rauschsignal  
und  
ein zweites nicht-rekursives Filter (41) zur Interpolation  
des vom Differenzierer (45) erzeugten Rauschsignals auf  
ein Rauschsignal mit einer der gemeinsamen  
Referenzfrequenz (R) entsprechenden Taktfrequenz,  
aufweist.
8. Frequenzsynthesizer nach Anspruch 7,  
dadurch gekennzeichnet,

daß die Frequenz des frequenzgeteilten Referenztaktes (RR) und die Frequenzbegrenzung des vom Pseudonoise-Rauschgenerator (29) erzeugten Rauschsignals vierfach und die Frequenzbegrenzung des vom ersten nicht-rekursiven Filter (40) erzeugten Rauschsignals zweifach reduziert gegenüber der gemeinsamen Referenzfrequenz (R) ist.

9. Frequenzsynthesizer nach Anspruch 7 oder 8, dadurch gekennzeichnet, daß der Pseudonoise-Rauschgenerator (29) aus zwei parallel geschalteten Pseudonoise-Rauschgeneratoren (30, 31) besteht, deren Ausgänge (32, 33) über eine kombinatorische Logik-Einheit (36) miteinander verknüpft sind.

10. Frequenzsynthesizer nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß dem Anti-Aliasing-Tiefpaßfilter (16) ein analoges Hochpaßfilter (52) zur Unterdrückung des im Niederfrequenzbereich bandpaßgefilterte Rauschsignals in einem Ausgangssignal des Anti-Aliasing-Tiefpaßfilters (16) nachfolgt.

11. Frequenzsynthesizer nach Anspruch 10, dadurch gekennzeichnet, daß der Ausgang (57) des analogen Hochpaßfilters (52) an den ersten Eingang (59) eines Phasenregelkreises (56) geführt ist.

12. Frequenzsynthesizer nach Anspruch 11, dadurch gekennzeichnet, daß der Phasenregelkreis (56) einen Phasendetektor (60) zur Ermittlung der Regeldifferenz zwischen einem am Ausgang (57) des analogen Hochpaßfilters (52) anliegenden Ausgangsfrequenzsignal ( $F_{DDS}$ ) des Frequenzsynthesizers und einem frequenzgeteilten Ausgangsfrequenzsignal ( $F_{PLL}$ ) des Phasenregelkreises (56),

ein Regelfilter (66) zur dynamischen Bewertung der am Ausgang (63) des Phasendetektors (60) anliegenden Regeldifferenz,

5 einen spannungsgesteuerten Frequenzoszillator (70) zur Erzeugung eines Ausgangsfrequenzsignals ( $F_{PLL}$ ) in Abhängigkeit von einem Ausgangssignal des Regelfilters (66),

einen Mischer (74) sowie einen nachgeschalteten Tiefpaß (77) zur groben Umsetzung des Ausgangsfrequenzsignals ( $F_{PLL}$ ) um den Wert eines am Mischer (74) anliegenden, 10 grob-rasterigen Mischfrequenzsignals ( $F_M$ ), aufweist.

13. Frequenzsynthesizer nach Anspruch 12,

15 dadurch gekennzeichnet,

daß dem Mischer (74) ein Frequenzteiler (78) zur Frequenzteilung des durch den Mischer (74) grob umgesetzten Ausgangsfrequenzsignals ( $F_{PLL}$ ) und ein Schalterelement (79), über das der Frequenzteiler (78) über eine 20 Direktverbindung (84) überbrückbar ist, nachgeschaltet ist.

14. Frequenzsynthesizer nach Anspruch 12 oder 13,

dadurch gekennzeichnet,

25 daß das dem Mischer (74) des Phasenregelkreises (56) zugeführte grob-rasterige Mischfrequenzsignal ( $F_M$ ) von einem zweiten Phasenregelkreis oder durch Umsetzung aus der gemeinsamen Referenzfrequenz (R) erzeugt wird.

### Zusammenfassung

Ein Frequenzsynthesizer nach dem direkten digitalen Synthese-Verfahren besteht aus einem Phasenakkumulator (1) zum zyklischen Inkrementieren eines Phasensignals P um ein am Eingang (3) des Phasenakkumulators (1) anliegendes Phaseninkrement M, einer Speichereinheit (6) mit einer in deren Speicherzellen abgespeicherten Tabelle von Sinusfunktionswerten zur Ermittlung von zu Phasenwerten des Phasensignals P korrespondierenden Sinusfunktionswerten, einem Digital-/Analogwandler (11) zur Wandlung der zeitdiskreten Sinusfunktionswerte in eine quasi analoge, sinusförmige Zeitfunktion und einem Anti-Aliasing-Tiefpaßfilter (16) zur Glättung der quasi analogen sinusförmigen Zeitfunktion. Zusätzlich enthält der Frequenzsynthesizer nach dem direkten digitalen Synthese-Verfahren eine Addiereinheit (19), die zwischen der Speichereinheit (6) und dem Digital-/Analog-Wandler (11) zwischengeschaltet ist und den zeitdiskreten Sinusfunktionswerten ein nicht-periodisches Signal (NS) überlagert.

(Fig. 4)

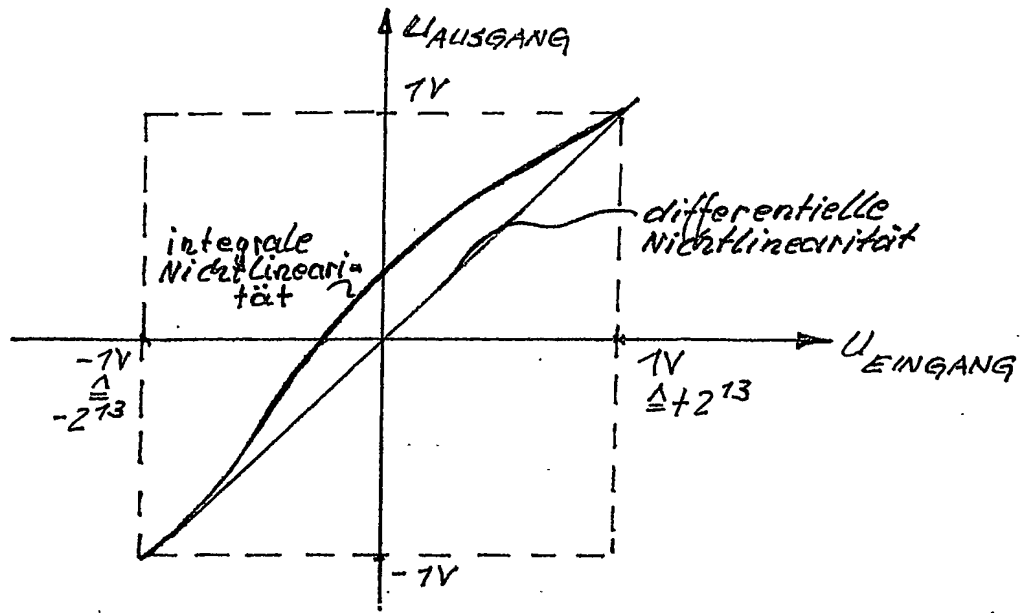


Fig. 1

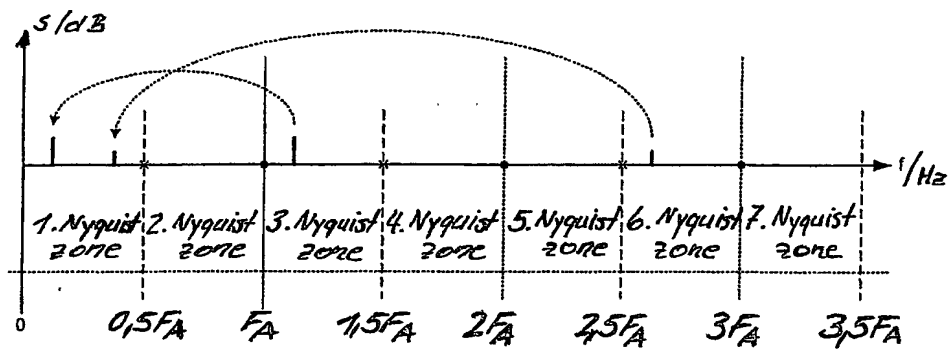


Fig. 2

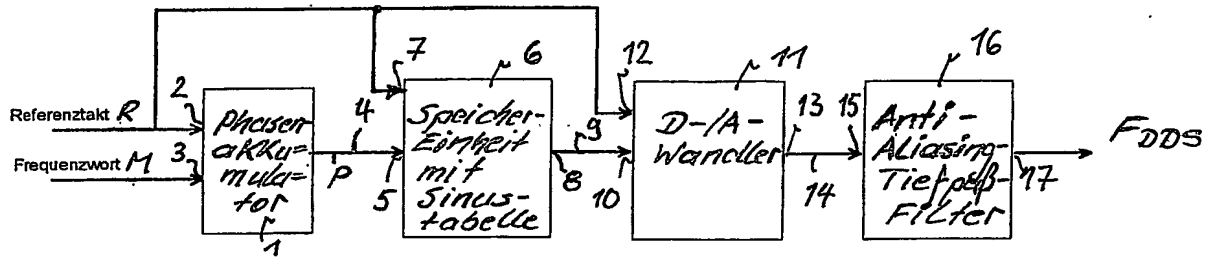


Fig. 3  
Stand der Technik

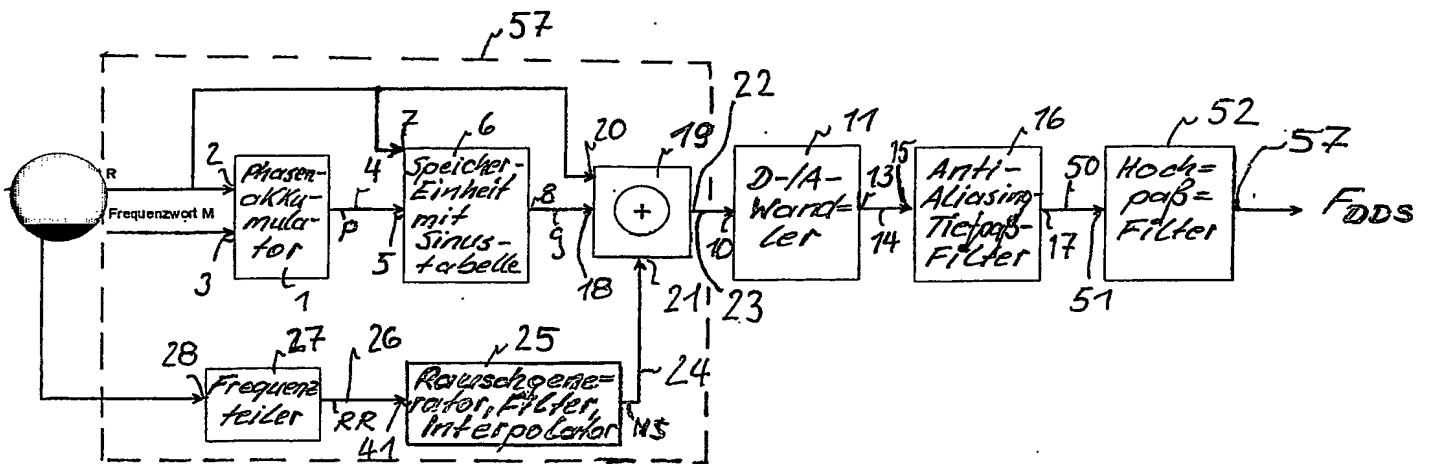
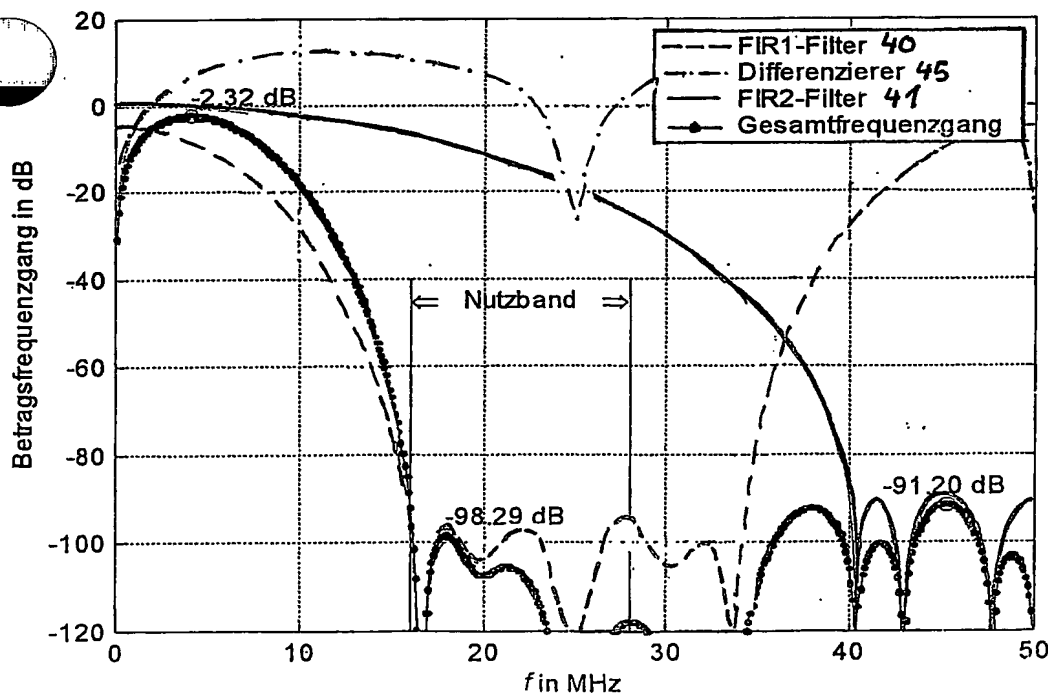
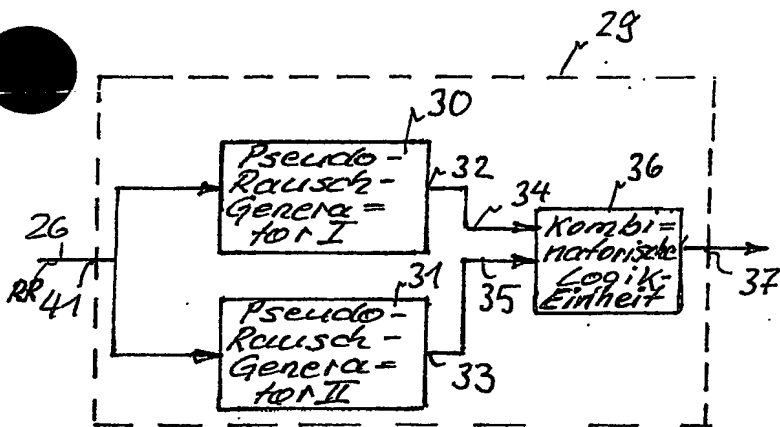
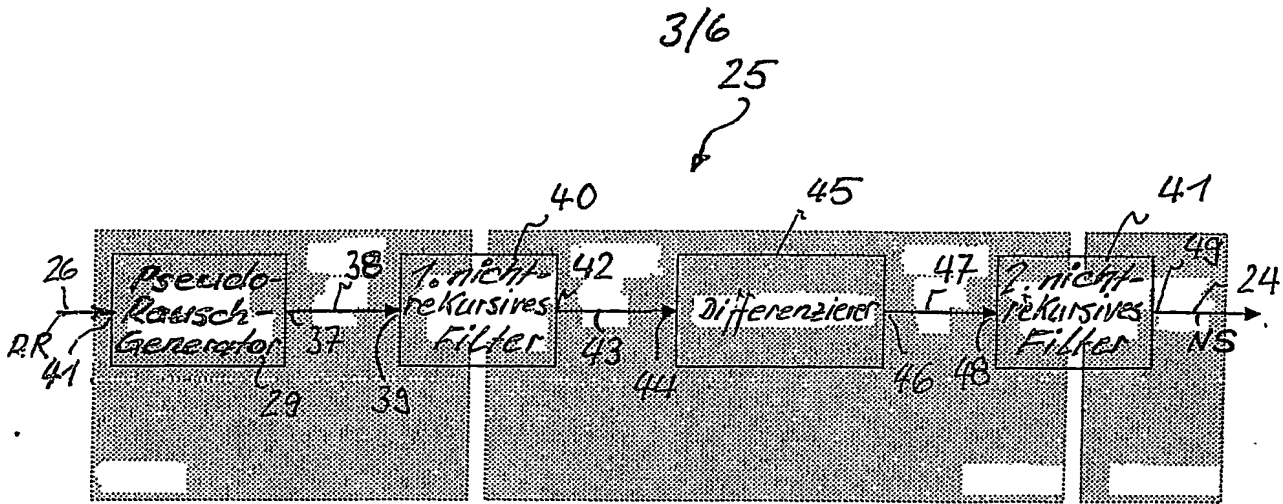


Fig. 4



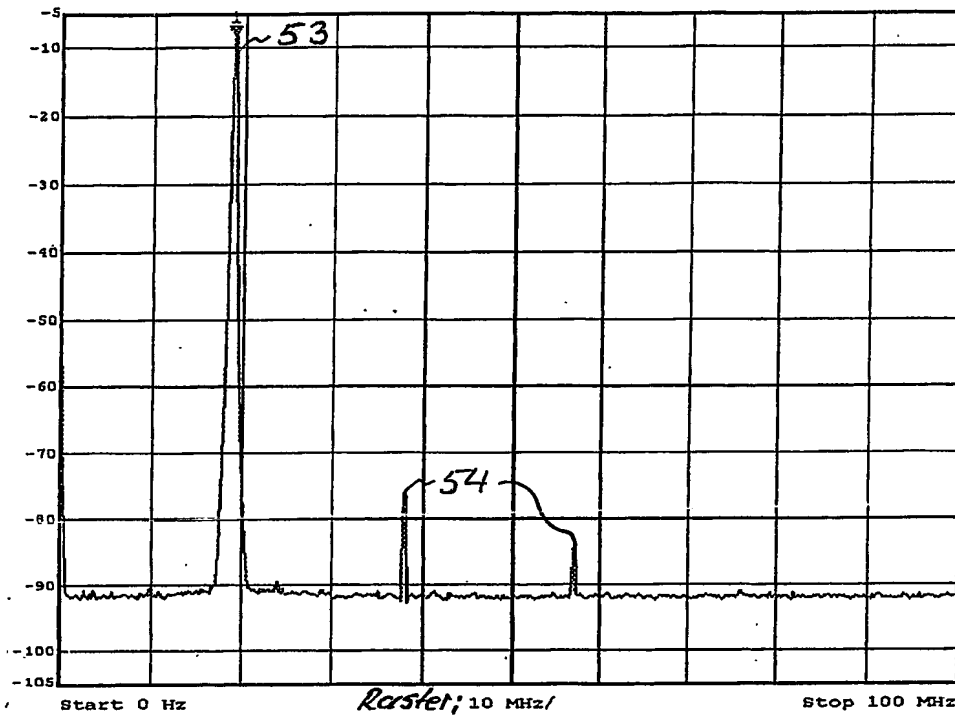


Fig. 8 Stand der Technik

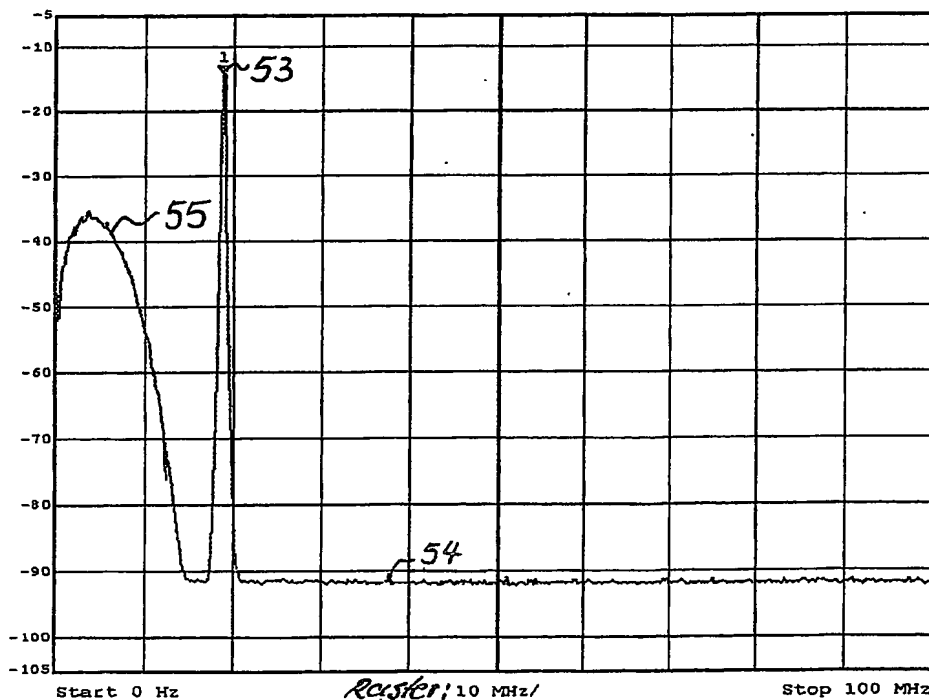
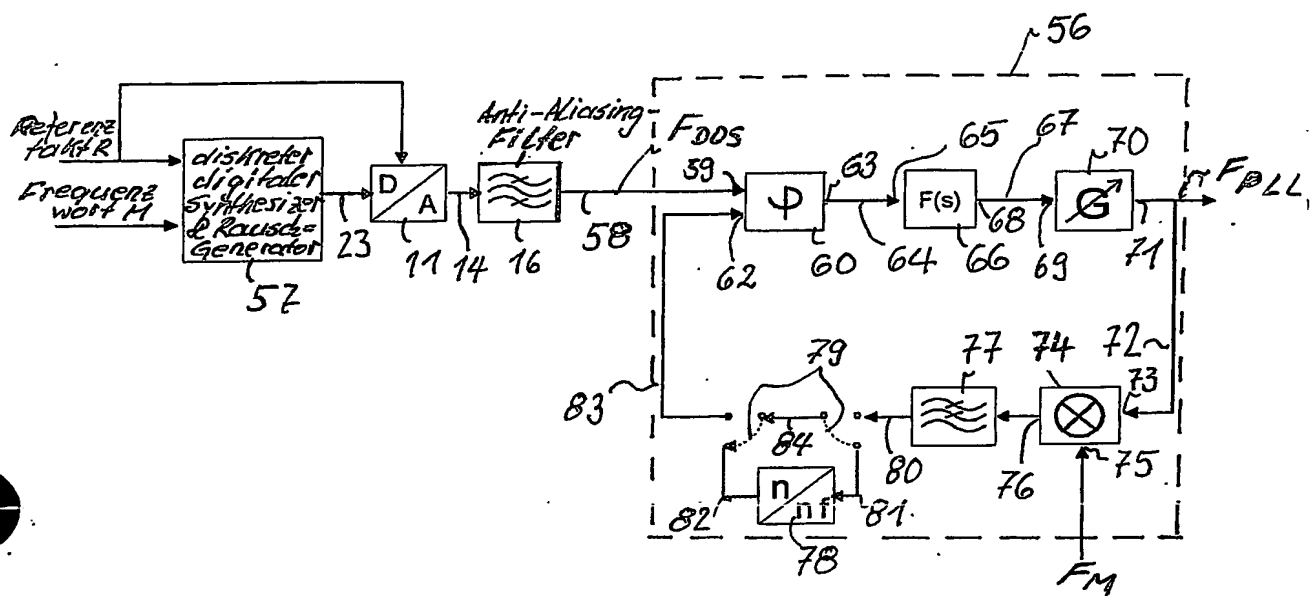


Fig. 9



Fig. 10

6/6

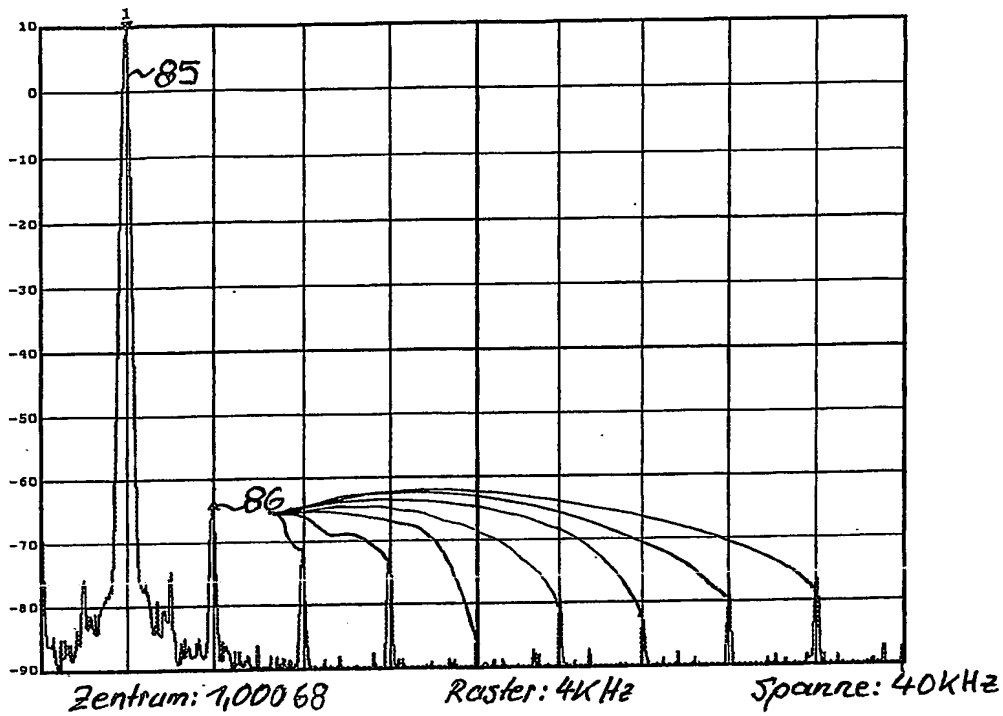


Fig. 11 Stand der Technik

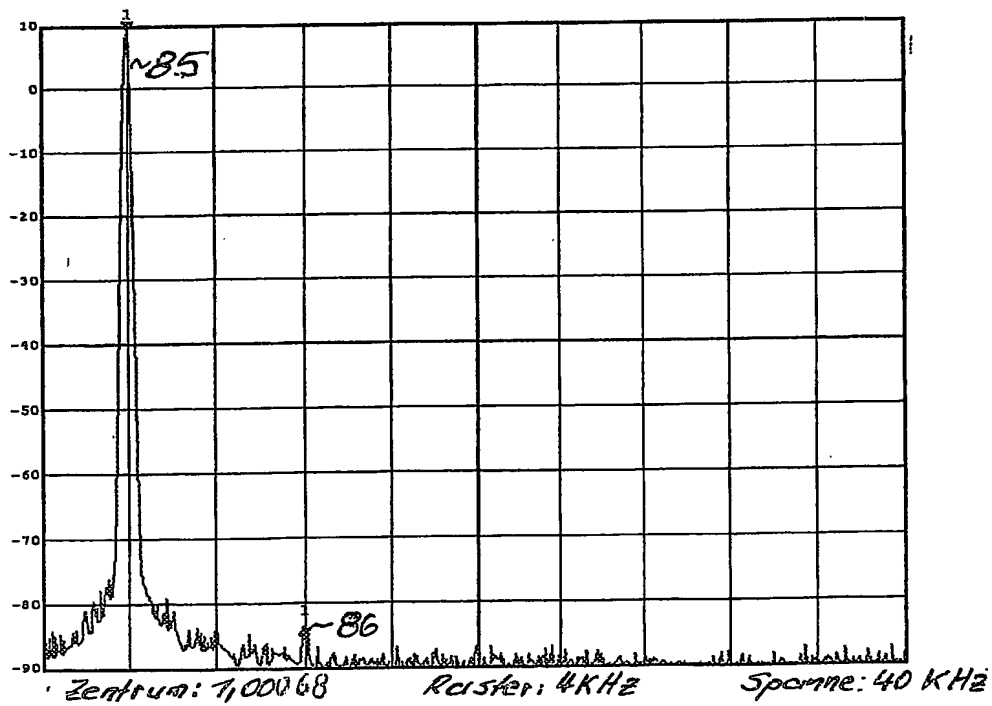


Fig. 12